

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-186554

(43)Date of publication of application : 04.07.2003

(51)Int.Cl.

G05F 1/56

(21)Application number : 2001-380088

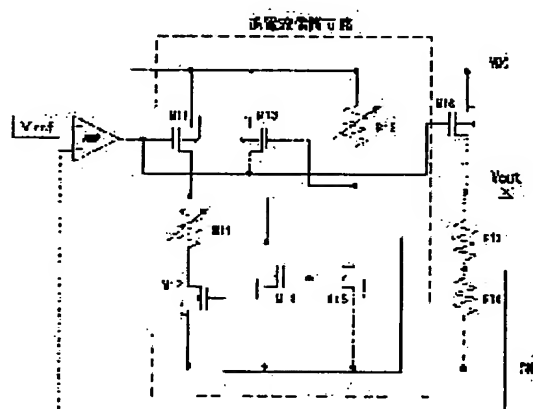
(71)Applicant : RICOH CO LTD

(22)Date of filing : 13.12.2001

(72)Inventor : KATO TOMONARI
HAGINO KOICHI**(54) OVERCURRENT PROTECTIVE CIRCUIT****(57)Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To solve the problem of a circuit for setting the limiting current capacity and the short-current capacity requiring two circuits and complicating the circuit configuration and requiring a larger installation space.

SOLUTION: An overcurrent protective circuit, which is located in a direct current regulated power supply circuit, that drives a power transistor (M16) so that an output voltage is stable on the basis of a difference between the standard voltage and the voltage to be proportioned to the output voltage, is equipped with a means (M11) for generating a proportional output current, which generates the current to be proportioned to the current of the power transistor (M16); a means (R11) for converting the current to the voltage, which converts the output current of the means (M11) for generating the proportional output current; a switching means (M12) that supplies the output current generated by the means (M11) for generating output current proportional to the means (R11) for converting the current into the voltage, if the output voltage is higher than a specified voltage and cuts the supply of the output current if the output voltage is lower than the specified voltage; and a control means (M13) for controlling the output current of the power transistor (M16), on the basis of the output voltage at a power supply point of the means (M11) for generating the proportional output current.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-186554
(P2003-186554A)

(43) 公開日 平成15年7月4日 (2003.7.4)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
G 0 5 F 1/56	3 2 0	G 0 5 F 1/56	3 2 0 E 5 H 4 3 0

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2001-380088 (P2001-380088)

(22) 出願日 平成13年12月13日 (2001.12.13)

(71) 出願人 000006747
株式会社リコー
東京都大田区中馬込1丁目3番6号
(72) 発明者 加藤 智成
東京都大田区中馬込1丁目3番6号 株式
会社リコー内
(72) 発明者 萩野 浩一
東京都大田区中馬込1丁目3番6号 株式
会社リコー内
(74) 代理人 100062144
弁理士 青山 葆 (外1名)

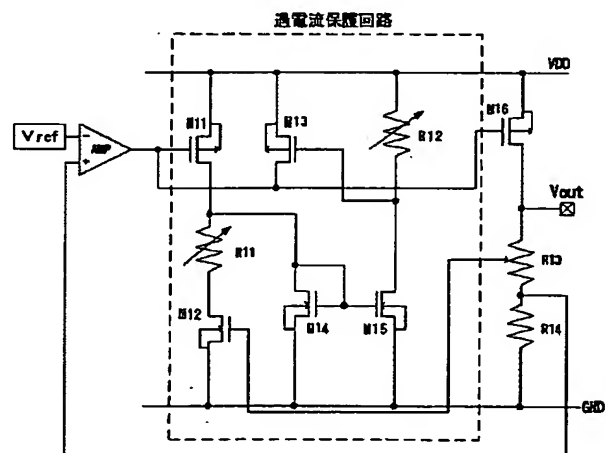
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 過電流保護回路

(57) 【要約】

【課題】 リミット電流値と短絡電流値を個別に設定するには、2つの回路が必要となり、回路構成が複雑化し所要面積も大きくなった。

【解決手段】 基準電圧と出力電圧に比例した電圧との差分に基づき、出力電圧を一定にするよう出力トランジスタ (M16) を駆動する直流安定化電源回路における過電流保護回路において、出力トランジスタ (M16) の電流に比例した電流を生成する比例出力電流生成手段 (M11) と、比例出力電流生成手段 (M11) の出力電流を電圧に変換する電流/電圧変換手段 (R11) と、前記出力電圧が所定電圧より高い場合に前記比例出力電流生成手段の出力電流を前記電流/電圧変換手段 (R11) に供給し、低い場合には前記供給を遮断するスイッチング手段 (M12) と、前記比例出力電流生成手段 (M11) の電流供給点での出力電圧に基づき、前記出力トランジスタ (M16) の出力電流を制御する制御手段 (M13) を備える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 基準電圧と出力電圧に比例した電圧との差分を増幅する差分アンプ(M12)の出力に基づき、出力電圧を一定にするよう出力トランジスタ(M16)を駆動する直流安定化電源回路における過電流保護回路において、

前記出力トランジスタ(M16)に流れる電流に比例した電流を生成する比例出力電流生成手段(M11)と、

前記比例出力電流生成手段(M11)の出力電流を電圧に変換する電流／電圧変換手段(R11)と、

前記出力電圧が所定電圧より高い場合に、前記比例出力電流生成手段の出力電流を前記電流／電圧変換手段(R11)に供給し、低い場合には前記供給を遮断するスイッチング手段(M12)と、

前記比例出力電流生成手段(M11)の電流供給点での出力電圧に基づき、前記出力トランジスタ(M16)の出力電流を制御する制御手段(M13)を備えたことを特徴とする過電流保護回路。

【請求項2】 基準電圧と出力電圧に比例した電圧との差分を増幅する差分アンプ(M12)の出力に基づき、出力電圧を一定にするよう出力トランジスタ(M16)を駆動する直流安定化電源回路における過電流保護回路において、

前記出力トランジスタ(M16)に流れる電流に比例した電流を生成する比例出力電流生成手段(M11)と、

前記比例出力電流生成手段(M11)の出力電流を電圧に変換する第1の電流／電圧変換手段(R15)と、

前記比例出力電流生成手段(M11)の出力電流を電圧に変換する第2の電流／電圧変換手段(R11)と、

前記出力電圧が所定電圧より高い場合に、前記比例出力電流生成手段の出力電流を前記第1の電流／電圧変換手段(R15)および第2電流／電圧変換手段(R11)に供給し、低い場合には、前記出力電流を前記第2電流／電圧変換手段(R11)のみに供給するスイッチング手段(M17、M12)と、

前記比例出力電流生成手段(M11)の電流供給点での出力電圧に基づき、前記出力トランジスタ(M16)の出力電流を制御する制御手段(M13)を備えたことを特徴とする過電流保護回路。

【請求項3】 前記第1の電流／電圧変換手段(R15)および第2電流／電圧変換手段(R11)の少なくとも一方に対し、電流／電圧の変換係数を可変にした請求項2記載の過電流保護回路。

【請求項4】 上記電流／電圧変換手段と上記スイッチング手段とを対にして複数備え、上記出力電圧が正常の場合は、前記スイッチング手段すべてをONにし、前記出力電圧が低下するに従って前記複数のスイッチング手段を順にOFFにする請求項2または3記載の過電流保護回路。

【請求項5】 上記出力トランジスタおよび上記比例出

力電流生成手段をそれぞれPチャンネルMOS型トランジスタで構成し、前記両トランジスタのソース、ゲートを相互接続し、前記出力トランジスタのドレインから上記出力電圧を出力し、前記比例出力電流生成手段の出力電流をそのドレインから上記電流／電圧変換手段へ供給する請求項1～4のいずれかに記載の過電流保護回路。

【請求項6】 上記電流／電圧変換手段を抵抗で構成し、上記スイッチング手段をNチャンネルMOSトランジスタで構成し、前記電流／電圧変換手段と直列に接続した請求項1～5のいずれかに記載の過電流保護回路。

【請求項7】 上記制御手段はカレントミラー回路(M14、M15)を含み、該カレントミラー回路の入力部に、上記比例出力電流生成手段の出力部を接続した請求項1～6のいずれかに記載の過電流保護回路。

【請求項8】 上記制御手段(M13)はPチャンネルMOS型トランジスタで構成し、該トランジスタのソースと上記出力トランジスタのソースとを相互接続し、かつ、該トランジスタのゲートをカレントミラー回路の出力部に接続し、更に該トランジスタのドレインを前記出力トランジスタのゲートに接続した請求項1～7のいずれかに記載の過電流保護回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、直流安定化電源回路における過電流保護回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 図1に従来の過電流保護回路の回路例1を示す。抵抗R1、R2及びR3で出力電圧Voutを分圧した電圧と、基準電圧Vrefとの差分を差分アンプAMPで増幅した信号に基づき出力トランジスタM1を制御し、Voutを一定にする安定化電源と、一方のトランジスタM6への入力が出力電圧の分圧により得られる電圧で、他方のトランジスタM5への入力が出力電圧に流れる電流を所定比にして得るためのモニタートランジスタM2に流れる電流を抵抗R4で電圧変換した電圧となり、その電圧にオフセットを与えるソースフォロワとなるトランジスタM7を付加して得られる差動増幅段と、その出力により動作が制御され、出力トランジスタM1の制御線を、演算増幅器出力と電源電圧VDD間で制御する制御トランジスタM8とから構成される。

【0003】 次に図1の回路例の動作を図2の出力特性を参照して説明する。通常動作時、出力が無負荷からある所定の負荷までは、トランジスタM2に流れる電流は少なく、トランジスタM5の入力電圧は、トランジスタM6の入力電圧よりも十分低く、制御トランジスタM8の入力は高電位となり、トランジスタM8はオフしていることから、出力電圧Voutは一定となる。

【0004】 続いて出力電流Ioutが増大していき、トランジスタM5の入力電圧が上昇するにつれて、トラン

ジスタM8の入力電圧は下降し、トランジスタM8がオンすると、トランジスタM1の入力電圧は電源側に引き上げられることにより、出力が制限され、出力電圧 V_{out} が低下し始める。

【0005】出力電圧 V_{out} が低下していくにつれて、トランジスタM6の入力電圧も低下することから、トランジスタM5の入力電圧となるトランジスタM2を流れる電流も減少したところで差動段出力がトランジスタM8をオンさせる事となり、その所定比となっている出力電流 I_{out} も減少する。

【0006】そして、出力電圧 V_{out} が地絡電位となったとき、トランジスタM6の入力もゼロとなるが、オフセットトランジスタM7のしきい値電圧 V_{th} により、トランジスタM5の入力はゼロとはならず、出力トランジスタM1に電流(短絡電流 I_s)が流れた状態で安定点となる。ここで、抵抗 R_1 あるいは R_2 は、電流制限の設定によってゼロとすることもできる。

【0007】図1の回路例1の場合、短絡電流の値を決めることによってリミット電流の値も必然的に決まってしまう。また、出力電圧が可変可能なレギュレータの場合、図2からもわかるように、出力電圧 V_{out} が低くなればなるほどリミット電流の値も小さくなってしまい、特性を満足できないケースが出るなどの不具合があった。

【0008】図3に従来の過電流保護回路の回路例2を示す。この回路例2では、リミット回路と短絡保護回路の2つの回路構成となっている。図中、右側の短絡保護回路は図1の回路例1と同じものであるため説明は省略する。

【0009】この回路例2では、新たにリミット回路を追加したものであり、ある特定のポイントで前記の2つの回路の切替えを行うことで、図4に示すごとく、“フ”の字に似た出力特性を得ている。

【0010】出力電圧 V_{out} が高いうちは前述した通り短絡保護回路の差動増幅段の出力は H となり、トランジスタM8はオフしている。トランジスタM2と同様、トランジスタM1の所定比電流を流すトランジスタM9に流れる電流をトランジスタM10、M11のカレントミラー回路によって折り返し抵抗 R_5 に流す。流れる電流が大きければ、トランジスタM12のゲート電圧も低くなり、出力トランジスタM1のゲート電圧も上がる。よって出力トランジスタM1に流れる電流が制限される。

【0011】出力電圧 V_{out} が低くなってくると、右側の短絡保護回路のゲインの方が高くなり、電流が更に制限されてオフセットを持った短絡電流値 I_s に近づいていく曲線を描く。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】この図3の回路例2では、リミット電流値と短絡電流値を個別に設定できるが、この回路では、2つの回路を使用しているため回路

構成が複雑となり、所要面積も大きくなった。又、2つの回路で作用する制限値が固定のため、最適な保護特性を得るのが困難であった。

【0013】本発明の第1の目的は、差動増幅段を含む短絡電流制限回路と、リミット回路とを1つの回路構成として組み込み、回路の簡略化と小型化を可能にする。本発明の第2の目的は、両回路での制限値を随意に設定可能にする。本発明の第3の目的は、複数の制限値を持たせる。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明は、基準電圧と出力電圧に比例した電圧との差分を増幅する差分アンプ(M12)の出力に基づき、出力電圧を一定にするよう出力トランジスタ(M16)を駆動する直流安定化電源回路における過電流保護回路において、前記出力トランジスタ(M16)に流れる電流に比例した電流を生成する比例出力電流生成手段(M11)と、前記比例出力電流生成手段(M11)の出力電流を電圧に変換する電流/電圧変換手段(R_{11})と、前記出力電圧が所定電圧より高い場合に、前記比例出力電流生成手段の出力電流を前記電流/電圧変換手段(R_{11})に供給し、低い場合には前記供給を遮断するスイッチング手段(M12)と、前記比例出力電流生成手段(M11)の電流供給点での出力電圧に基づき、前記出力トランジスタ(M16)の出力電流を制御する制御手段(M13)を備えたことを特徴とする。

【0015】

【発明の実施の形態】図5に、本発明の第1実施形態を示した回路図を示す。抵抗 R_{13} 、 R_{14} で出力電圧 V_{out} を分圧した電圧と、基準電圧 V_{ref} との差分を差分アンプAMPで増幅した信号に基づき出力トランジスタM16を制御し、 V_{out} を一定にする安定化電源と、出力トランジスタM16に流れる電流を一定の比でモニターするトランジスタM11と、そのモニターされた電流によって抵抗 R_{12} に流す電流値を決める抵抗 R_{11} 、およびトランジスタM14、M15と、出力電圧 V_{out} より分圧された一定電圧値でON、OFFすることによって流れる電流方向を切り換える切り換え用トランジスタM12と、およびこれらによって出力トランジスタM16を制御するトランジスタM13とからなる。

【0016】出力トランジスタM16およびモニター用トランジスタM11はPチャンネルMOSトランジスタであり、それらの各トランジスタのソースとゲートとは相互接続されている。そしてモニタートランジスタM11の出力電流が抵抗 R_{11} に流れるようになっている。又、スイッチング手段M12はNチャンネルMOSトランジスタであり、抵抗 R_{11} と直列に接続されている。トランジスタM14およびM15は、カレントミラー回路を形成し、そのカレントミラー回路の入力部に、モニター用トランジスタM11の出力部が接続される。

【0017】制御用のトランジスタM13は、Pチャ

ネルMOS型トランジスタで構成し、そのトランジスタM13のソースと上記出力トランジスタM16のソースとを相互接続し、かつ、該トランジスタM13のゲートをカレントミラー回路の出力部に接続し、更に該トランジスタM13のドレインを前記出力トランジスタM16のゲートに接続されている。

【0018】次に動作を説明する。出力トランジスタM16に流れる電流が増大すると、トランジスタM11に流れる電流も増大する。出力電圧 V_{out} が高いときには、トランジスタM12はONしているので、トランジスタM11に流れる電流のほとんどが抵抗R11に流れ込む。すると、ある一定の電流値で、ある一定の電圧値までトランジスタM14のゲート電圧が高くなり、抵抗R12に流れる電流値が決まる。それにより、トランジスタM13のゲート電位が下がり、トランジスタM13がONする。これより、出力トランジスタM16のゲート電位が制御され、出力電圧 V_{out} が低下する。

【0019】出力電圧 V_{out} が下がってくると、その出力電圧の分圧をゲート電圧として取り込むトランジスタM12がOFFになる。トランジスタM12がOFFすることによって抵抗R11に流れていた電流はカレントミラー部のトランジスタM14に流れるようになる。トランジスタM14に多くの電流が流れると、抵抗R12に流れる電流も増大し、トランジスタM13のゲート電圧値を更に下げ、これにより、出力トランジスタM16に流れる電流値が更に制限される。

【0020】この2段階の切替えによって図6に示すような“フ”の字に似た特性を得ている。リミット電流および短絡電流 I_s は抵抗R11、R12によって決定されるが、リミット電流および短絡電流 I_s の切替えも、切替え制御用のトランジスタM12のゲート電圧の供給点を抵抗R13で変化させることにより、図示したように任意のポイントで切替え可能となる。

【0021】前記実施形態では、1点での切替えのため、保護機能を強めるためにリミット領域を狭くすることと、立ち上がりをスムーズにするために多くの電流を流す領域を広めたいということとはトレードオフの関係にあり、双方の要求を同時に満足させることはできない。

【0022】そこで、図7に本発明の第2実施形態を示した回路図を示す。この図7では、抵抗R11およびトランジスタM12とは別に、抵抗R15およびトランジスタM17を新たに追加し、そのトランジスタM17の

ゲート電圧の供給点を、トランジスタM12のそれより低いポイントから取り込んでいる。

【0023】図7において、出力電圧 V_{out} が高いときは、トランジスタM12、M17ともONしているが、出力電圧 V_{out} が低下し始めると、まず、出力電圧帰還抵抗の低いポイントからゲート電圧を取り込んでいるトランジスタM17が先にOFFする。トランジスタM17がOFFすることによってトランジスタM14に流れる電流値が変化するのでリミット電流が変化する。

【0024】更に出力電圧 V_{out} が低下すると、トランジスタM12もOFFして、リミット電流が再度変化する。このような制御によって図8に示すような“フ”の字に似た特性を得ている。

【0025】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、短絡保護回路とリミット回路とを1つの回路で実現したので、簡単な回路構成となり、回路面積も小さくできる。また、スイッチング手段を作用させる電圧として、出力電圧帰還抵抗部の任意の箇所から取り込ませることにより、切替えポイントを随意に設定できる。更に、電流／電圧変換手段とスイッチング手段とを対にして複数備えることによって、出力電圧に応じて電流値を複数回変化させることができ、直流安定化電源の立ち上がり時間を考慮しながら過電流保護回路の機能を保つことが可能となる。

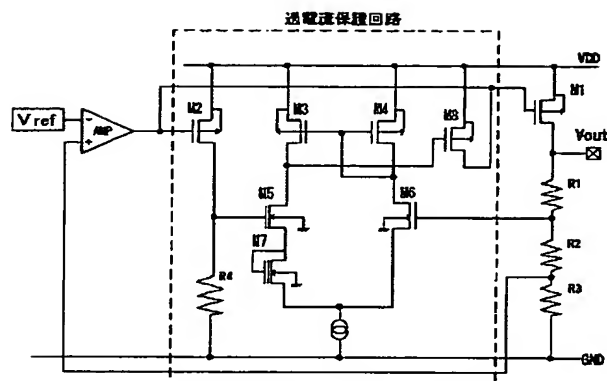
【図面の簡単な説明】

- 【図1】 従来の過電流保護回路の回路図
- 【図2】 図1の回路図の出力特性を示した図
- 【図3】 従来の過電流保護回路の回路図
- 【図4】 図3の回路図の出力特性を示した図
- 【図5】 本発明の第1実施形態を示した回路図
- 【図6】 図5の回路図の出力特性を示した図
- 【図7】 本発明の第2実施形態を示した回路図
- 【図8】 図7の回路図の出力特性を示した図

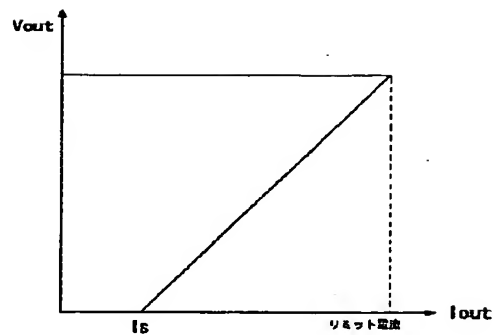
【符号の説明】

- M11 モニター用トランジスタ
- M12 切り換え用トランジスタ
- M13 制御用トランジスタ
- M14、M15 カレントミラー回路
- M16 出力トランジスタ
- AMP 差分アンプ
- R 抵抗

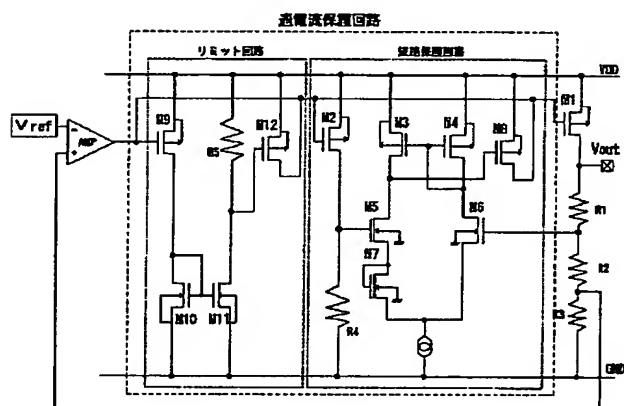
【図1】



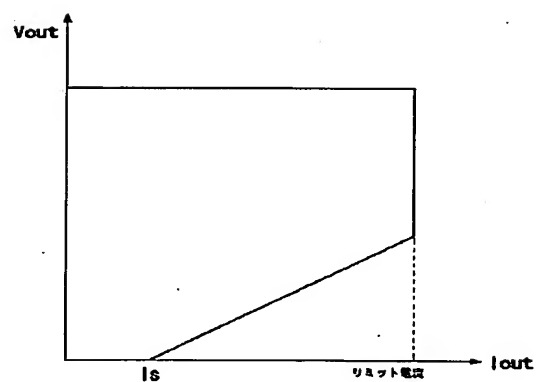
【図2】



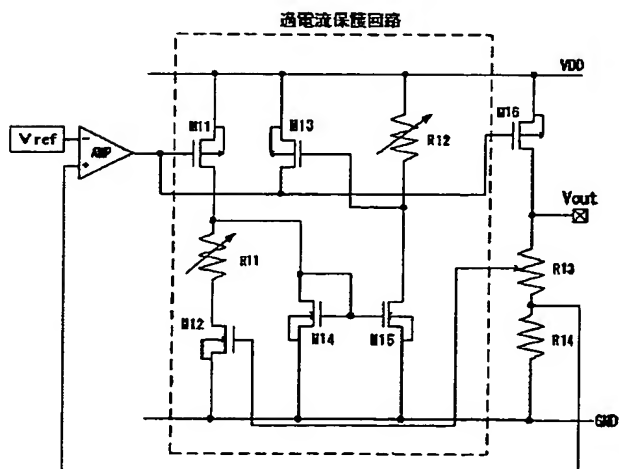
【図3】



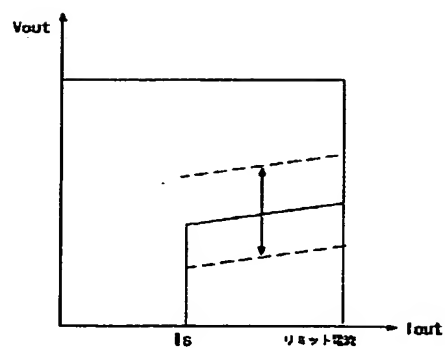
【図4】



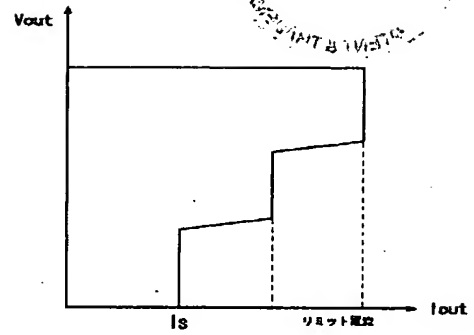
【図5】



【図6】



【圖8】



Fターム(参考) 5H430 BB01 BB09 BB11 BB12 CC05
EE06 FF02 FF07 FF13 HH03
LA07 LB06